

Ανάλυση και Σύγκριση Μεθόδων Εκκίνησης Ασύγχρονων Κινητήρων Εφαρμόζοντας Άμεσο Έλεγχο Ροπής

ΜΙΧΑΗΛ ΛΕΙΒΑΔΑΡΑΣ
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός ΔΠΘ

ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΑΛΑΜΙΑΔΗΣ
Επίκουρος Καθηγητής ΔΠΘ

Περίληψη

Στην εργασία αυτή μελετώνται δύο διαφορετικές μέθοδοι για την εκκίνηση ασύγχρονης μηχανής τροφοδοτούμενη από αντιστροφέα τάσεως. Και οι δύο μέθοδοι που μελετώνται εφαρμόζουν τη μέθοδο του Άμεσου Ελέγχου Ροπής (Direct Torque Control, DTC). Κατά την εφαρμογή του Άμεσου Ελέγχου Ροπής (AEP), εμφανίζονται στην εκκίνηση υπερεντάσεις στα τυλίγματα του στάτη. Οι υπερεντάσεις είναι εντονότερες, όταν ζητείται υψηλή επιτάχυνση από το σύστημα ελέγχου. Στην πρώτη μέθοδο εφαρμόζεται σταδιακή μεταβολή του ρεύματος εκκίνησης. Έτσι επιτυγχάνεται μικρότερη καταπόνηση τόσο στα τυλίγματα της μηχανής όσο και στα ημιαγώγιμα στοιχεία του μετατροπέα. Αυτό επιτυγχάνεται με έναν συγκεκριμένο αλγόριθμο με τη χρήση του οποίου γίνεται η επιλογή της κατάλληλης επιθυμητής τιμής της ροπής. Στη δεύτερη μέθοδο εφαρμόζεται ενίσχυση της μαγνητικής ροής του στάτη. Η ενίσχυση αυτή της ροής εφαρμόζεται επειδή τόσο κατά την εκκίνηση όσο και στις χαμηλές στροφές εμφανίζεται εξασθένηση της μαγνητικής ροής του στάτη με αποτέλεσμα η λειτουργία του κινητήριου συστήματος να γίνεται προβληματική. Με τη μέθοδο της ενίσχυσης της ροής του στάτη σε ταχύτητες χαμηλότερες από μια επιλεγμένη ταχύτητα βάσεως ω_b εφαρμόζεται στο στάτη μια σταθερή μαγνητική ροή.

ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ

$\vec{V}_s$: Διάνυσμα τάσεως στην έξοδο του αντιστροφέα.
 $\vec{I}_s$: Διάνυσμα ρεύματος στάτη
 $\vec{I}_r$: Διάνυσμα ρεύματος δρομέα
 $\vec{\Psi}_s$: Διάνυσμα μαγνητικής ροής στάτη
 $\vec{\Psi}_{sc}$: Σταθερή μαγνητική ροή αναφοράς κατά την εκκίνηση
 $\vec{\Psi}_{sref}$: Διάνυσμα επιθυμητής μαγνητικής ροής στάτη
 $\vec{\Psi}_r$: Διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα
 L_m : Αμοιβαία επαγωγή
 R_s : Ωμική αντίσταση στάτη

L_s : Επαγωγή σκέδασης στάτη
 L_r : Επαγωγή σκέδασης δρομέα
 δ_ψ : Γωνία μεταξύ των διανυσμάτων της μαγνητικής ροής του στάτη $\vec{\Psi}_s$ και του δρομέα $\vec{\Psi}_r$.
 $\delta_{i\psi}$: Γωνία μεταξύ των διανυσμάτων της μαγνητικής ροής του στάτη $\vec{\Psi}_s$ και του ρεύματος του στάτη $\vec{I}_s$.
 σ : Ολικός συντελεστής σκέδασης
 p : Ζεύγος πόλων
 T_{ref} : Επιθυμητή ηλεκτρομαγνητική ροπή
 T_e : Ηλεκτρομαγνητική ροπή
 T_N : Ονομαστική ροπή
 $\vec{V}_s$: Διάνυσμα τάσεως
 ω_g : Ηλεκτρική σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα
 ω_r : Γωνιακή ταχύτητα του δρομέα
AEP: Άμεσος Έλεγχος Ροπής (DTC: Direct Torque Control)

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο Άμεσος Έλεγχος Ροπής χρησιμοποιείται ευρέως στα τριφασικά συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Οι περισσότερες έρευνες εστιάζονται συνήθως στη μείωση της κυμάτωσης της ροπής και της ροής, την αύξηση της συχνότητας παλμοδότησης, τη βελτίωση της εκκίνησης του κινητήριου συστήματος κλπ. Η ερευνητική δραστηριότητα σχετικά με τα ηλεκτρικά

κινητήρια συστήματα εστιάζεται στην οδήγηση του αντιστροφέα με το διανυσματικό έλεγχο της μαγνητικής ροής του στάτη [1], καθώς και στον Άμεσο Έλεγχο της Ροπής [2]. Τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει πολλές έρευνες στη βελτίωση της μεθόδου AEP σε συνδυασμό με τη διανυσματική διαμόρφωση της τάσης και το διανυσματικό έλεγχο της μαγνητικής ροής, για τη βελτίωση της κυμάτωσης της ροπής [3], [4]. Έχει αποδειχθεί ότι για οικονομικούς και λειτουργικούς λόγους, προτιμάται στην ηλεκτρική κίνηση η εκτίμηση του αριθμού στροφών. Έχουν γίνει δημοσιεύσεις σ' αυτήν την ερευνητική περιοχή και αξιολογούν τρόπους εκτίμησης της ταχύτητας του κινητήρα [5], [6]. Κατά την εφαρμογή του AEP στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης υπάρχουν προβλήματα εκκίνησης του συστήματος. Τα προβλήματα αυτά δημιουργούνται επειδή κατά την εκκίνηση του κινητήρα, εμφανίζονται υπερεντάσεις στα τυλίγματα του στάτη καθώς και λανθασμένη εκτίμηση του μαγνητικού πεδίου. Γι' αυτό γίνονται έρευνες με στόχο τη βελτίωση λειτουργίας των κινητήριων συστημάτων τόσο στην εκκίνηση όσο και στις χαμηλές στροφές [8], [9]. Έχει γίνει επίσης διεύρυνση της κλασικής MRAS (Model Reference Adaptive System) μεθόδου εκτίμησης στροφών και η επέκτασή της μεθόδου αυτής με αποτέλεσμα την εκτίμηση στροφών με τη μέθοδο του Sliding Mode MRAS. Στην περίπτωση αυτή διερευνήθηκε τόσο η περίπτωση του απλού όσο και του διπλού βρόγχου και αποδείχθηκε ότι η διακύμανση της εκτιμώμενης ταχύτητας στην περίπτωση του διπλού βρόγχου είναι πολύ μικρότερη [10]. Μια άλλη περιοχή στην οποία γίνεται έρευνα σχετικά με τη βελτίωση της εκτίμησης της ταχύτητας είναι αυτή η οποία χρησιμοποιεί φίλτρα KALMAN. Μια νέα μέθοδος εκτίμησης ταχύτητας ασύγχρονου κινητήρα με ένα εκτεταμένο φίλτρο Kalman (EKF, Extended Kalman Filter) παρουσιάζεται στην εργασία [11]. Στην περίπτωση αυτή δημιουργείται ο κώδικας ενός γενικού αλγορίθμου που χρησιμοποιείται για τη βελτίωση του θορύβου του EKF. Επειδή κατά την εκκίνηση στον AEP, η επιλογή των λειτουργικών καταστάσεων του αντιστροφέα είναι ποιο αργή, προτείνεται ασαφής λογική. Με τη στρατηγική πρόβλεψης της ασαφούς λογικής ελέγχου βελτιώνεται η αργή ανταπόκριση του συστήματος [13]. Επίσης έχουν γίνει εργασίες με τις οποίες προτείνεται ένας αλγόριθμος εκτίμησης της ταχύτητας, ο οποίος βασίζεται στην παρατήρηση με βάση τη θεωρία του Ρορον. Με βάση τη θεωρία αυτή γίνεται ο υπολογισμός της ταχύτητας και της ωμικής αντίστασης στο στάτη του κινητήρα. Ο αλγόριθμος εκτίμησης λαμβάνεται με βάση τον παρατηρητή σε συνδυασμό με το σταθεροποιητή Ρορον ο οποίος εφαρμόζεται σε γραμμικά συστήματα κλειστού βρόγχου [14]. Έχουν γίνει εργασίες οι οποίες εξετάζουν μεθόδους για τη βελτίωση της συμβατικής μεθόδου Διανυσματικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (SVPWM) σε συνδυασμό με τον DTC, μειώνοντας τις ανεπιθύμητες κυματώσεις της ροπής. Αυτή η μέθοδος βασίζεται στη βελτιστοποίηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής της μηχανής και επιτυγχάνεται με κατάλληλη χρονική επιλογή τόσο των ενεργών όσο και των μηδενικών διανυσμάτων των τάσεων με τη χρήση ελεγκτή ασαφούς λογικής, χωρίς να αυξάνεται

ο αριθμός των μεταβάσεων [15]. Επίσης η εκτίμηση του μεγέθους και του προσανατολισμού στο χώρο της μαγνητικής ροής του στάτη ή του δρομέα χρησιμοποιούνται εκτιμητές ανοικτού βρόγχου και παρατηρητές κλειστού βρόγχου [16].

Στην παρούσα εργασία θα γίνει ανάλυση και σύγκριση δύο διαφορετικών μεθόδων εκκίνησης ασύγχρονων κινητήρων εφαρμόζοντας άμεσο έλεγχο ροπής με εκτίμηση της ταχύτητάς του, με στόχο τη βελτίωση της εκκίνησης του ασύγχρονου κινητήρα.

2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Η ανάλυση της εκκίνησης του ασύγχρονου κινητήρα γίνεται μέσω των εξισώσεων της μηχανής.

Από τις εξισώσεις που εκφράζουν τη δυναμική συμπεριφορά της ασύγχρονης μηχανής αποδεικνύεται [17], ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής δίνεται από το διανυσματικό γινόμενο των μαγνητικών ροών του στάτη και του δρομέα και εκφράζεται από την εξίσωση:

$$T_e = \frac{p}{L_\sigma} (\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r) = \frac{p}{L_\sigma} |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_r| \sin \delta_\psi \quad (1)$$

$$\text{όπου} \quad L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}$$

Οι ροές του στάτη $\vec{\psi}_s$ και του δρομέα $\vec{\psi}_r$ δίνονται από τις εξισώσεις [2], [3].

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (3)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις (3) και (2) υπολογίζονται το ρεύμα του δρομέα και η μαγνητική ροή του στάτη από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\vec{i}_r = \frac{1}{L_r} (\vec{\psi}_r - L_m \vec{i}_s) \quad (4)$$

$$\vec{\psi}_s = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \quad (5)$$

Λύνοντας την εξίσωση (5) ως προς $\vec{i}_s$ τότε θα είναι:

$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\vec{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \right) \quad (6)$$

όπου σ είναι ο ολικός συντελεστής σκέδασης και είναι

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Αντικαθιστώντας την τιμή του $\vec{i}_s$ της εξίσωσης (6) στην

Από την εξίσωση (11) φαίνεται ότι, όταν από τη λειτουργική κατάσταση του αντιστροφέα προκύπτει ενεργό διάνυσμα $\vec{V}_s$, τότε θα δημιουργηθεί μια μεταβολή $\Delta\vec{\psi}_s$ της μαγνητικής ροής του στάτη προς την κατεύθυνση του διανύσματος της τάσεως $\vec{V}_s$. Όταν από τη λειτουργική κατάσταση του αντιστροφέα προκύπτει μηδενικό διάνυσμα (διάνυσμα μη ενεργό $\vec{V}_s=0$) τότε η μεταβολή $\Delta\vec{\psi}_s$ της μαγνητικής ροής του στάτη θα είναι μηδέν ($\Delta\vec{\psi}_s = 0$) και επομένως κατά το χρονικό διάστημα αυτής της λειτουργικής κατάστασης του αντιστροφέα το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη θα είναι σταθερό. Στο σχήμα 1 απεικονίζονται τα διανύσματα των μαγνητικών ροών του στάτη $\vec{\Psi}_s$ και δρομέα $\vec{\Psi}_r$ και η μεταξύ τους γωνία, όταν τα διανύσματα των μαγνητικών ροών της μηχανής βρίσκονται στον πρώτο τομέα των διανυσμάτων του εξαγώνου δύο επιπέδων. Επίσης στο σχήμα 1 φαίνεται οι μεταβολές $\Delta\vec{\psi}_{s6}$, $\Delta\vec{\psi}_{s3}$, $\Delta\vec{\psi}_{s2}$ της μαγνητικής ροής του στάτη, όταν επιλεγούν τα ενεργά διανύσματα τάσεων $\vec{V}_s$ ή $\vec{V}_2$ ή $\vec{V}_1$ καθώς και οι αντίστοιχες γωνίες $\delta_{\psi 6}$, $\delta_{\psi 3}$, $\delta_{\psi 2}$ των διανυσμάτων των μαγνητικών ροών του στάτη και του δρομέα. Ενεργά διανύσματα είναι τα έξι μη μηδενικά διανύσματα των τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα δύο επιπέδων τα οποία προκύπτουν από τις έξι ενεργές λειτουργικές καταστάσεις (σχ.1). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε έναν αντιστροφέα δύο επιπέδων υπάρχουν και δύο μηδενικά διανύσματα (μη ενεργά διανύσματα) των τάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα.

Σε μια συγκεκριμένη λειτουργική κατάσταση του αντιστροφέα από την οποία προκύπτει ένα ενεργό διάνυσμα τάσης $\vec{V}_s \neq 0$, η ροή του στάτη στην ασύγχρονη μηχανή περιστρέφεται με μεγαλύτερη ταχύτητα απ' ό,τι η ροή του δρομέα. Αυτό οφείλεται στην αδράνεια που έχει ο δρομέας. Έτσι κατά την εκκίνηση δημιουργείται μια μεγάλη διαφορά γωνίας δ_{ψ} μεταξύ των μαγνητικών ροών στάτη και δρομέα. Αυτή η διαφορά θα καθυστερήσει περαιτέρω την ανάπτυξη της ροής του δρομέα. Η διαφορά των τιμών μεταξύ της

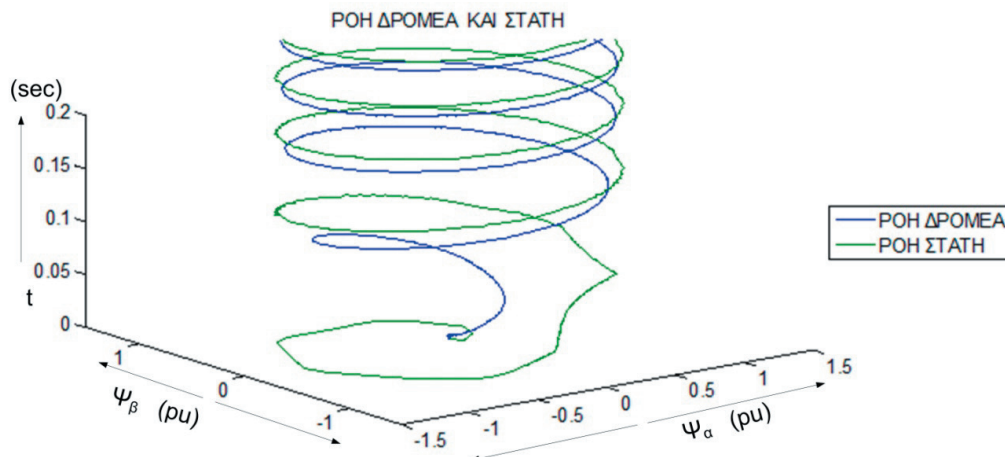
ροής του στάτη και του δρομέα γίνεται σημαντική με αποτέλεσμα, σύμφωνα με την εξίσωση (6), να εμφανιστεί ένα μεγάλο ρεύμα στο στάτη. Παράλληλα, η παραχθείσα ροπή δεν είναι αρκετά μεγάλη, εξαιτίας της μικρής τιμής του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα και επομένως η διαδικασία επιτάχυνσης του δρομέα καθυστερεί. Στο σχήμα 2 φαίνεται η μεταβολή της μαγνητικής ροής του στάτη $\vec{\psi}_s$ και της μαγνητικής ροής του δρομέα $\vec{\psi}_r$ κατά την εκκίνηση, καθώς και η μεταξύ τους γωνία δ_{ψ} , όπως προέκυψε κατά την προσομοίωση στον υπολογιστή του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης με αντιστροφέα δύο επιπέδων και φορτίο ασύγχρονη μηχανή.

Επίσης κατά τη λειτουργία σε χαμηλές ταχύτητες ο πίνακας επιλογής του διανύσματος τάσης οδηγεί σε ασταθή έλεγχο της ροής του στάτη. Αυτό οφείλεται κυρίως στη μη γραμμική συμπεριφορά της ασύγχρονης μηχανής, η οποία οδηγεί στην επιλογή των μηδενικών διανυσμάτων τάσης.

Όπως αναφέρθηκε, η παραχθείσα ροπή ενός ασύγχρονου κινητήρα οδηγούμενου με τη μέθοδο AEP σχετίζεται στενά με τον αποτελεσματικό υπολογισμό της ροής του στάτη. Η εκτίμηση της ροής του στάτη συνδέεται στενά με την πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη (εξίσωση 8). Αυτή η πτώση τάσης, ενώ στις υψηλές ταχύτητες μπορεί να αγνοηθεί, στις χαμηλές ταχύτητες όμως καθώς και κατά την εκκίνηση τείνει να είναι συγκρίσιμη με την τάση εισόδου του στάτη. Κατά συνέπεια η ακρίβεια εκτίμησης της ροής του στάτη μειώνεται, κάτι που οδηγεί τον κινητήρα σε μια πολύ χαμηλή ροπή και επομένως καθιστά δύσκολη τη λειτουργία του ελεγκτή κατά την εκκίνηση.

Κατά την εκκίνηση καθώς και στις χαμηλές ταχύτητες, όταν επιλεγεί ένα ενεργό διάνυσμα τάσεως $\vec{V}_s \neq 0$ τότε ισχύει η εξίσωση (8). Όταν όμως επιλεγεί μηδενικό διάνυσμα τάσης $\vec{V}_s = 0$ θα ισχύει η εξίσωση:

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = -\vec{i}_s R_s \quad (12)$$



Σχήμα 2. Διανύσματα χώρου μαγνητικής ροής στάτη και δρομέα.

Κατά την εκκίνηση ή σε χαμηλό αριθμό στροφών λαμβάνεται υπόψη η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων της μηχανής και επομένως με βάση την εξίσωση (9), το ρεύμα $\vec{i}_s$ ($\vec{i}_s R_s = \Delta V$) οδηγεί σε μείωση τη μαγνητική ροή του στάτη. Έτσι κατά τη λειτουργία της μηχανής στην εκκίνηση καθώς και σε χαμηλές στροφές παρουσιάζεται μείωση της μαγνητικής ροής του στάτη καθώς και της ΗΕΔ. Επειδή τόσο κατά την εκκίνηση όσο και για τις χαμηλές στροφές, εμφανίζονται οι μηδενικές λειτουργικές καταστάσεις του αντιστροφέα ($\vec{V}_s=0$) ποιο συχνά και για μεγαλύτερα χρονικά διαστήματα, αυτό σημαίνει ότι η συχνότητα και το πλάτος της κυμάτωσης της μαγνητικής ροής του στάτη, θα είναι μεγαλύτερες που σημαίνει μεγαλύτερη μείωση της μεταβολής της ροπής συναρτήσει του χρόνου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη χρήση του μηδενικού διανύσματος τάσης. Αυτό το φαινόμενο είναι ιδιαίτερα εμφανές στο όριο λειτουργίας μεταξύ δύο τομέων.

Από τη θεωρία της δυναμικής λειτουργίας της ασύγχρονης μηχανής αποδεικνύεται, ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να εκτιμηθεί και από το γινόμενο των διανυσμάτων της μαγνητικής ροής και του ρεύματος του στάτη. Η εξίσωση αυτή η οποία δίνει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα είναι:

$$T_e = Jm \frac{3}{2} (\vec{\psi}_s X \vec{i}_s^*) = \frac{p}{L_g} |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_s| \sin \delta_{is} \quad (13)$$

Από τα ρεύματα και τις τάσεις που μετρούνται στο α,β,γ σύστημα στα τυλίγματα του κινητήρα (σχ.7), μπορούν να υπολογιστούν οι τάσεις u_α, u_β και τα ρεύματα i_α, i_β στο μιγαδικό σύστημα από το γενικό σύστημα των εξισώσεων:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha(t) \\ X_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_s(t) \\ X_b(t) \\ X_c(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

Τα διανύσματα της μαγνητικής ροής, του ρεύματος και της τάσεως δίνονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_s &= \psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s}, & \vec{i}_s &= i_{\alpha s} + ji_{\beta s}, \\ \vec{V}_s &= u_{\alpha s} + ju_{\beta s} \end{aligned}$$

Αντικαθιστώντας τα διανύσματα των $\vec{\psi}_s$ και $\vec{i}_s$ της εξίσωσης (13) τότε η ροπή μπορεί να εκφραστεί από την εξίσωση:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (15)$$

Οι μαγνητικές ροές του στάτη στο α,β σύστημα υπολογίζονται από τις εξισώσεις του συστήματος:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (16)$$

3 ΕΚΚΙΝΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΚΚΙΝΗΣΗΣ

Σκοπός της μεθόδου αυτής είναι να καθοριστεί η κατάλληλη τιμή της ροπής αναφοράς ώστε να περιοριστεί το ρεύμα εκκίνησης. Το φαινόμενο της υπερέντασης κατά τη διάρκεια της εκκίνησης με τον ΑΕΡ οφείλεται βασικά στην υψηλή τιμή της ροπής αναφοράς. Τα διανύσματα τάσης που επιλέγονται μεταβάλλουν τη γωνία δ_ψ μεταξύ των διανυσμάτων $\vec{\psi}_s$ και $\vec{\psi}_r$ (σχήμα 1). Με βάση την τιμή της γωνίας δ_ψ μεταβάλλεται αντίστοιχα και το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα $\vec{\psi}_r$. Η μεγάλη γωνία δ_ψ (σχήμα 3), θα καθυστερήσει την αύξηση της ροής $\vec{\psi}_r$. Έτσι, προκειμένου να δοθεί μια κατάλληλη τιμή της ροπής αναφοράς, πρέπει να αναλυθεί η μεταβολή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής.

Από τη δυναμική συμπεριφορά της ασύγχρονης μηχανής δίνεται η παρακάτω εξίσωση.

$$\vec{i}_r R_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j(\omega_s - \omega_r) \vec{\psi}_r = 0 \quad (17)$$

όπου:

$\omega = \omega_s - \omega_r$: κυκλική συχνότητα περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του δρομέα.

Αν το διάνυσμα του ρεύματος του δρομέα $\vec{i}_r$ της εξίσωσης (17) αντικατασταθεί από την εξίσωση (7), τότε η εξίσωση (17) θα εκφραστεί από την εξίσωση (18).

$$\frac{R_r(L_s \vec{\psi}_r - L_m \vec{\psi}_s)}{\sigma L_s L_r} + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r = 0 \quad (18)$$

Η μεταβολή της ροής του δρομέα σε διακριτό χρόνο θα δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{R_r[L_s \vec{\psi}_r(n) - L_m \vec{\psi}_s(n)]}{\sigma L_s L_r} + \frac{\vec{\psi}_r(n+1) - \vec{\psi}_r(n)}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r(n) = 0 \quad (18)$$

Για την επίλυση του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος λαμβάνεται σαν άξονας αναφοράς το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα $\vec{y}_r$. Το διάνυσμα $j\omega \vec{y}_r$ είναι πάντα κάθετο προς το διάνυσμα της ροής και επομένως θα είναι:

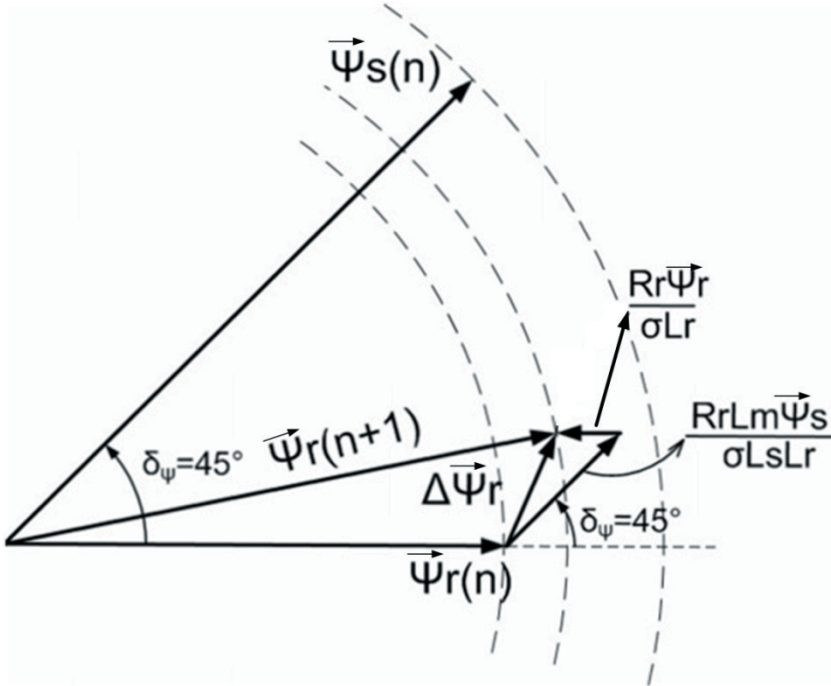
$$j\omega \vec{\psi}_r(n) = 0$$

Και επομένως η εξίσωση (18) μπορεί να γραφτεί:

$$\frac{\vec{\psi}_r(n+1) - \vec{\psi}_r(n)}{\Delta t} = \frac{R_r[L_m \vec{\psi}_s(n) - L_s \vec{\psi}_r(n)]}{\sigma L_s L_r} \quad (19)$$

Με βάση την εξίσωση (19) σχεδιάζεται το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 3.

Το δεύτερο μέρος της εξίσωσης (19) λαμβάνοντας υπόψη τα διανύσματα $\vec{\psi}_s(n)$ και $\vec{\psi}_r(n)$ μπορεί να γραφτεί:



Σχήμα 3. Μεταβολή της μαγνητικής ροής του δρομέα.

$$\frac{R_r[L_m \vec{\psi}_s(n) - L_s \vec{\psi}_r(n)]}{\sigma L_s L_r} = \frac{R_r[L_m |\vec{\psi}_s(n)| \cos \delta_\psi + j L_m |\vec{\psi}_s(n)| \sin \delta_\psi - L_r |\vec{\psi}_r(n)|]}{\sigma L_s L_r} \quad (20)$$

Επειδή λαμβάνεται το διάνυσμα $\vec{\psi}_r(n)$ ως άξονας αναφοράς (σχήμα 3), σημαίνει ότι όρος

$$j L_m |\vec{\psi}_s(n)| \sin \delta_\psi = 0$$

Δηλαδή ο όρος $\frac{j L_m |\vec{\psi}_s(n)| \sin \delta_\psi}{\sigma L_s L_r}$ της εξίσωσης 20

είναι συνιστώσα του διανύσματος $\vec{\psi}_r(n)$ και επειδή είναι κάθετος προς αυτήν, επομένως η προβολή της σ' αυτήν είναι μηδέν.

Επομένως η εξίσωση (19) μπορεί να γραφτεί.

$$\frac{\vec{\psi}_r(n+1) - \vec{\psi}_r(n)}{\Delta t} = \frac{R_r[L_m |\vec{\psi}_s(n)| \cos \delta_\psi - L_s |\vec{\psi}_r(n)|]}{\sigma L_s L_r} \quad (21)$$

$$\frac{\Delta \vec{\psi}_r}{\Delta t} = \frac{R_r[L_m |\vec{\psi}_s(n)| \cos \delta_\psi - L_s |\vec{\psi}_r(n)|]}{\sigma L_s L_r} \quad (22)$$

ή

$$\vec{\psi}_r' = -\frac{R_r}{\sigma L_r} |\vec{\psi}_r(n)| + \frac{R_r L_m \cos \delta_\psi}{\sigma L_s L_r} |\vec{\psi}_s(n)| \quad (23)$$

Η λύση της διαφορικής εξίσωσης (23) θα είναι:

$$\psi_r = \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s| \cos \delta_\psi (1 - e^{-\frac{R_r}{\sigma L_r} t}) \quad (24)$$

Αν αντικατασταθεί η εξίσωση (24) στην (1) η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής θα δίνεται από την εξίσωση:

$$T_e = \frac{p}{L_\sigma} |\vec{\psi}_s| \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s| \cos \delta_\psi (1 - e^{-\frac{R_r}{\sigma L_r} t}) \sin \delta_\psi$$

ή

$$T_e = \frac{p}{2 L_\sigma} \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s|^2 (1 - e^{-\frac{R_r}{\sigma L_r} t}) \sin 2 \delta_\psi \quad (25)$$

ή

$$T_e = C_k (1 - e^{-\frac{t}{T_r}}) \sin 2 \delta_\psi \quad (26)$$

$$\text{όπου } C_k = \frac{p}{2 L_\sigma} \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s|^2 \text{ και } T_r = \frac{\sigma L_r}{R_r}$$

Σύμφωνα με τη σχέση (26) η τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e μεταβάλλεται με εκθετική μορφή

Όταν $(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}) = 1$ και η γωνία $\delta_\psi = 45^\circ$ τότε η ροπή T_e παίρνει τη μέγιστη τιμή.

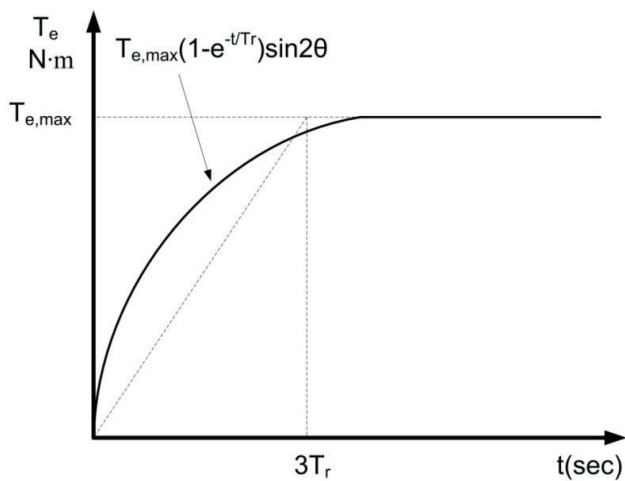
$$\text{Δηλαδή } T_e = T_{e \max} = C_k$$

Επομένως η εξίσωση 26 μπορεί να γραφτεί:

$$T_e = T_{e \max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right) \sin 2 \theta$$

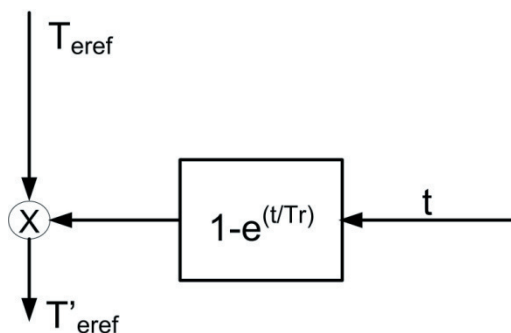
Όταν η γωνία δ_ψ μεταξύ των διανυσμάτων των μαγνητικών ροών του στάτη και του δρομέα είναι ίση με 45° τότε η ηλεκτρομαγνητική ροπή μεταβάλλεται με τη μέγιστη τιμή. Θα πρέπει λοιπόν να επιλεγεί μια τέτοια τιμή αναφοράς ώστε το ρεύμα εκκίνησης να μην είναι πολύ μεγάλο. Αλλά μια τέτοια τιμή αναφοράς της ροπής δεν είναι εύκολο να υπολογιστεί. Για την τιμή της ροπής αναφοράς τίθεται ως στόχος να μεταβάλλεται κατά την εκκίνηση με μια κλίση k η οποία υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$k = \frac{T_{\max}}{3T_r} = \frac{pR_r \bar{\psi}_s^2}{6L_\sigma^2} \quad (27)$$



Σχήμα 4

Το μπλοκ διάγραμμα υπολογισμού της νέας ροπής αναφοράς σε κάθε χρονική στιγμή φαίνεται στο σχήμα 5. Όπου T_{eref} είναι η επιθυμητή ροπή αναφοράς με βάση την παράμετρο k και T'_{eref} είναι η επιθυμητή ροπή αναφοράς, η οποία μεταβάλλεται εκθετικά συναρτήσει του χρόνου κατά την εκκίνηση.



Σχήμα 4. Μπλοκ διάγραμμα ροπής αναφοράς κατά την εκκίνηση.

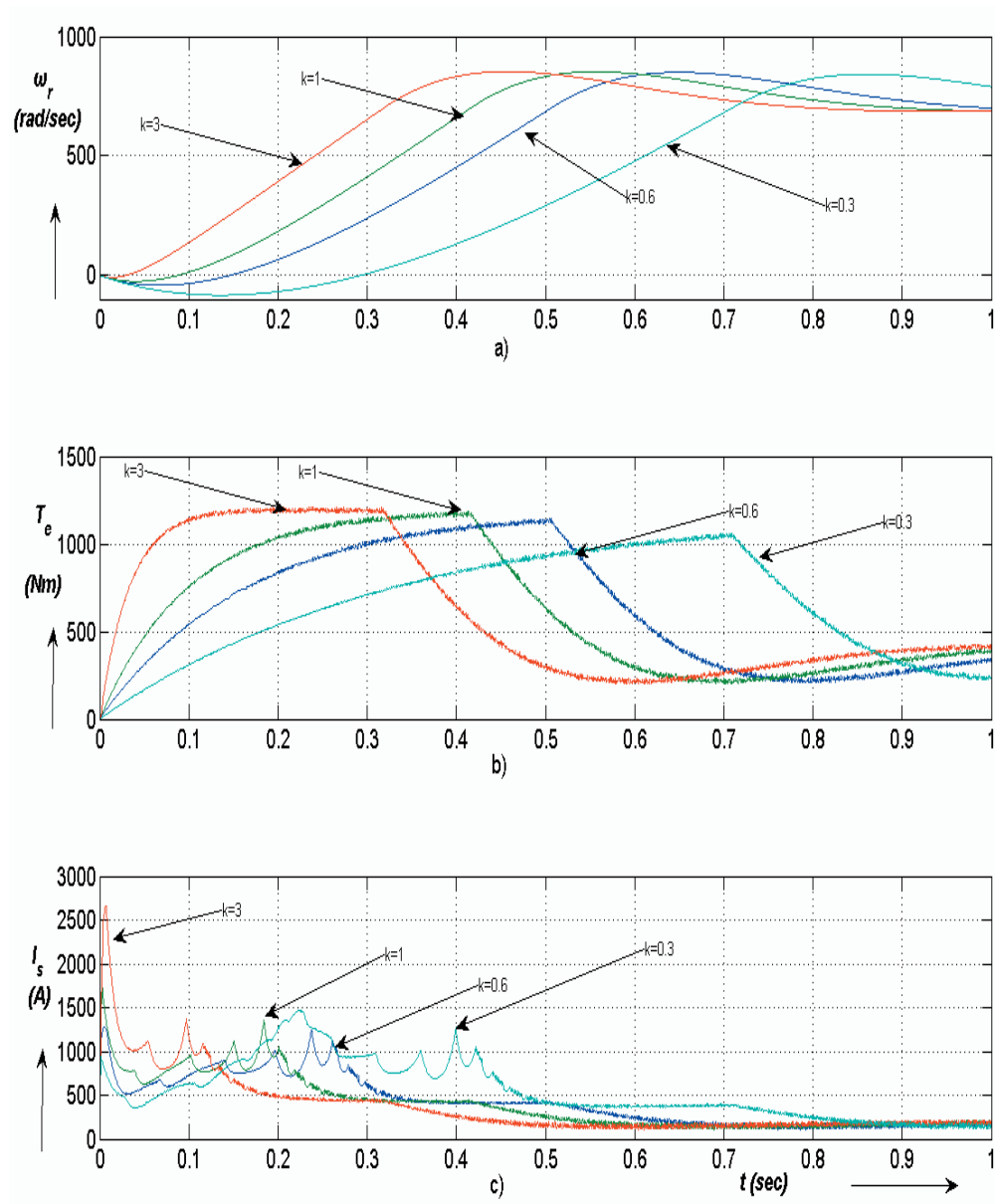
Πίνακας I

Ονομαστ. Ισχύς: $P=160 \text{ kW}$,	Ονομαστ. Τάση $U_N=400 \text{ V}$,
Ονομαστ. Ταχύτητα: $N=1487, \text{ rpm}$	Ονομαστ. Συχνότητα: $f=50 \text{ Hz}$,
Αριθμός ζεύγους πόλων: $p=2$,	Ροπή αδράνειας της μηχανής: $J=2,9 \text{ kgm}^2$
Ωμική αντίσταση στάτη: $R_1 = 13,79 \text{ m}\Omega$	Ωμική αντίσταση δρομέα ανηγμένη στο στάτη: $R'_2 = 7,728 \text{ m}\Omega$
Αυτεπαγωγή δρομέα στάτη: $L_{\sigma 1} = 152 \mu\text{H}$	Αυτεπαγωγή δρομέα ανηγμένη στο στάτη: $L'_{\sigma 2} = 152 \mu\text{H}$
Συντελεστής Ισχύος: $\cos\phi=0,9$	Αμοιβαία επαγωγή: $L_m = 7,69 \text{ mH}$

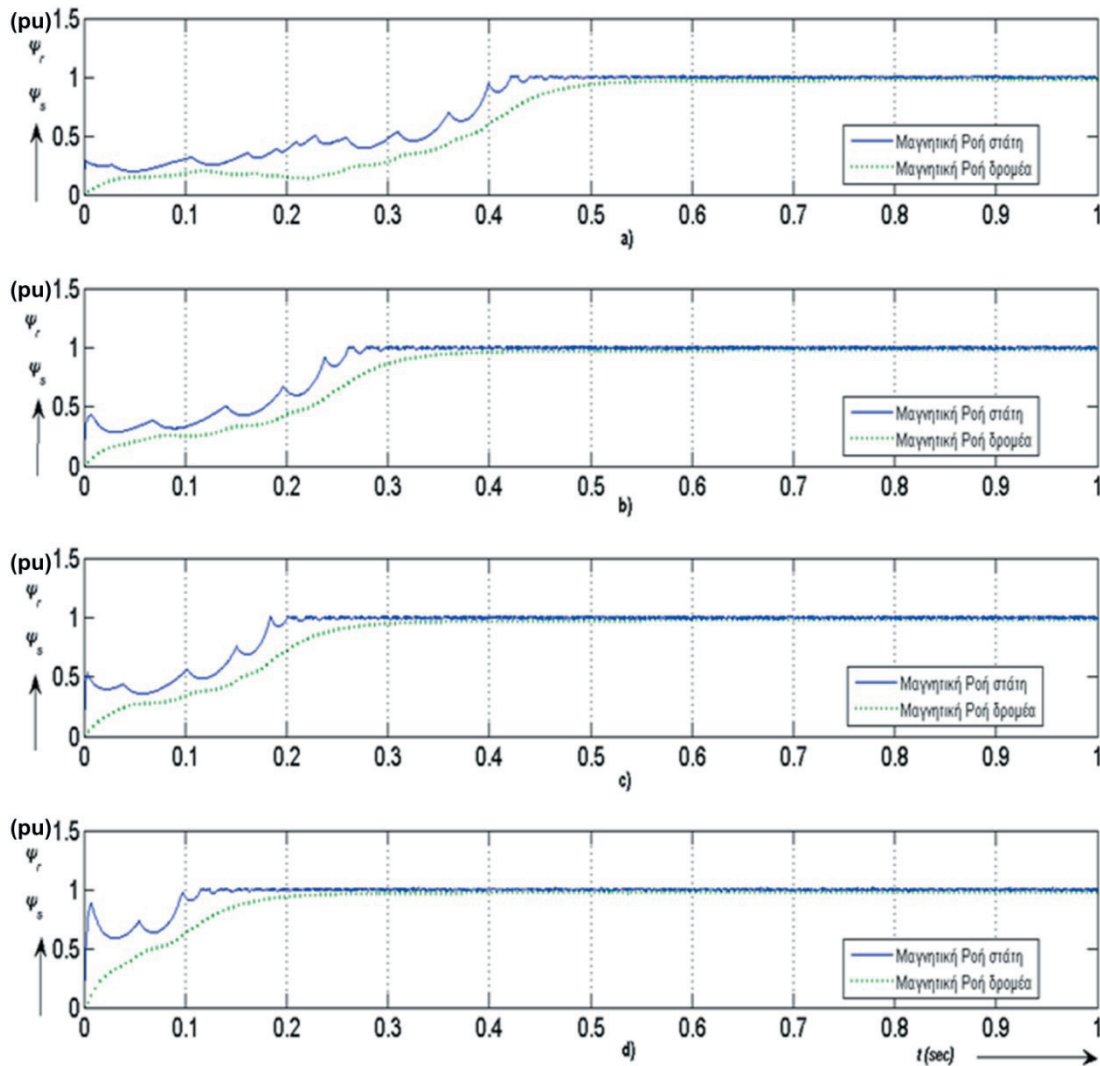
Για την προσομοίωση του συστήματος στον υπολογιστή εφαρμόστηκε αντιστροφείας δύο επιπέδων με στοιχεία IGBT και τροφοδοσία με συνεχή τάση 690 V . Ο κινητήρας που χρησιμοποιήθηκε είναι ασύγχρονος βραχυκυκλωμένου δρομέα του οποίου τα ονομαστικά στοιχεία φαίνονται στον πίνακα I.

Για διαφορετικές τιμές του συντελεστή k υπολογίστηκαν και πάρθηκαν σμήνος καμπυλών για τις τιμές της ταχύτητας ω_r , της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e και του διανύσματος του ρεύματος εκκίνησης ενός ασύγχρονου κινητήρα (σχήμα 5).

Με βάση τις καμπύλες του σχήματος 5 προτείνεται για το παραπάνω σύστημα συντελεστής $k=0,6$. Γι' αυτήν την περίπτωση παρατηρούμε ότι το μέγιστο συνιστάμενο ρεύμα εκκίνησης περιορίζεται περίπου στα 1250 A . Παράλληλα παρατηρείται μια χρονική καθυστέρηση στην επίτευξη του επιθυμητού αριθμού στροφών. Αυτό οφείλεται στον περιορισμό της ροπής εκκίνησης. Στο σχήμα 6 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της ροής του στάτη ψ_s και του δρομέα ψ_r για διαφορετικές τιμές της παραμέτρου k . Για τιμές του k μεγαλύτερες από την προτεινόμενη παρατηρείται μείωση της χρονικής καθυστέρησης αλλά αύξηση του μέγιστου ρεύματος εκκίνησης. Από τις κυματομορφές του σχήματος 5 φαίνεται ότι για $k=1$ και για $k=3$ το μέγιστο ρεύμα εκκίνησης παίρνει τιμές 1700 A και 2200 αντίστοιχα. Παράλληλα παρατηρείται ότι η διαφορά του ρυθμού αύξησης της ροής του στάτη σε σχέση με το ρυθμό αύξησης της ροής του δρομέα είναι ανάλογη της τιμής k . Για τιμές του k μικρότερες από την προτεινόμενη, παρατηρείται χρονική καθυστέρηση αύξησης της ταχύτητας του κινητήρα, ενώ η αύξηση της ροής του δρομέα και του στάτη γίνεται με σχετικά ίδιο ρυθμό.



Σχήμα 5. Ηλεκτρομηχανικά μεγέθη με παράμετρο το k . *a.* Ταχύτητα μηχανής, *b.* Ηλεκτρομαγνητική ροπή, *c.* Διάνυσμα ρεύματος



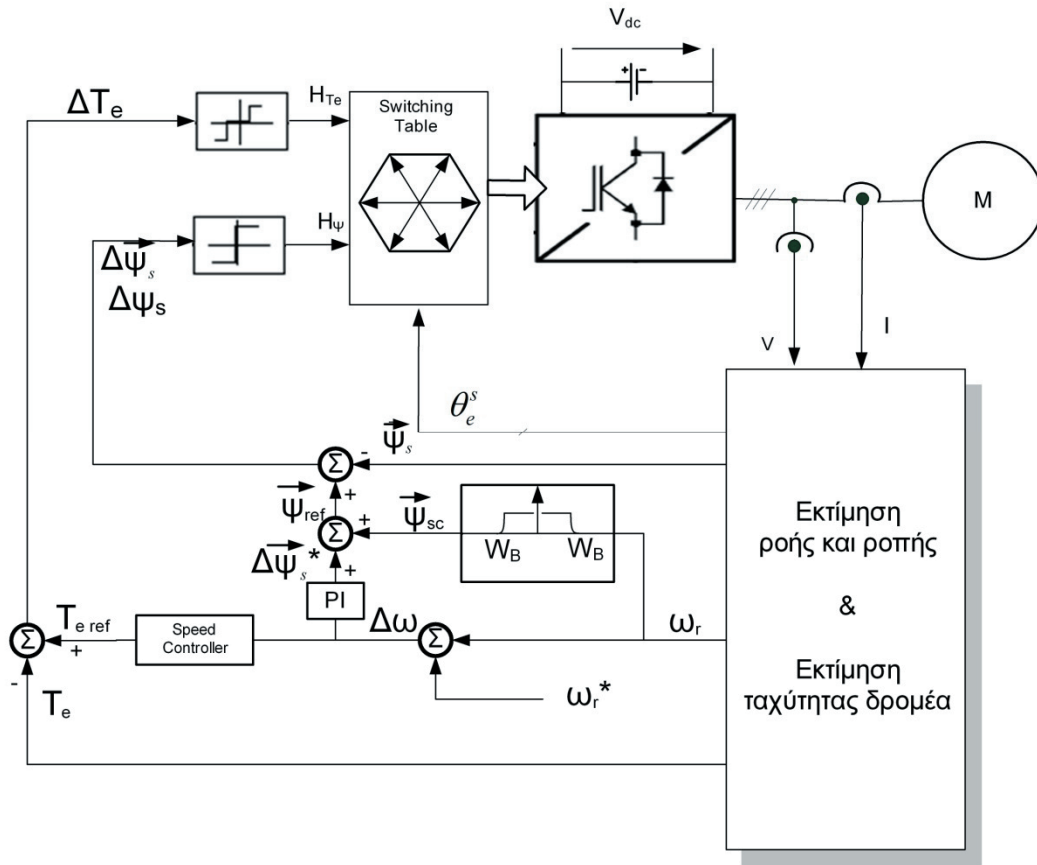
Σχήμα 6. Μαγνητική ροή στάτη και δρομέα, α) $k=0,3$ β) $k=0,6$ γ) $k=3$ δ) $k=6$. (Μονάδες

4. ΕΚΚΙΝΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΡΟΗΣ ΣΤΑΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΕΚΚΙΝΗΣΗ

Σύμφωνα με τη μέθοδο εκκίνησης ασύγχρονου κινητήρα με ενίσχυση ροής, επιλέγεται για τον ελεγκτή ροής μια ταχύτητα βάσης ω_b . Κάτω από την ταχύτητα βάσεως έχουμε τον έλεγχο ροής με τη σταθερή ροής αναφοράς ψ_{sc} . Η ταχύτητα αυτή ορίζεται για περιστροφή του κινητήρα και προς τις δύο φορές περιστροφής του. Για ταχύτητα μεγαλύτερη από την ταχύτητα βάσεως η μηχανή λειτουργεί με εξασθένιση πεδίου και το σήμα ψ_{sc} της μαγνητικής ροής μειώνεται με την αύξηση της ταχύτητας.

Για να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα ταχύτητας, χρησιμοποιείται στον ελεγκτή ταχύτητας ένας PI ελεγκτής, ο οποίος παρέχει το επιθυμητό σήμα της ροπής T_{ref} . Η πραγματική

ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα υπολογίζεται από την εξίσωση (14). Σύμφωνα με την εξίσωση αυτή η ροπή εκφράζεται συναρτήσει των συνιστωσών της μαγνητικής ροής του στάτη και του ρεύματος του στάτη στο α,β μιγαδικό σύστημα. Οι συνιστώσες των μαγνητικών ροών ψ_{as} και ψ_{bs} και των ρευμάτων i_{as} και i_{bs} στο στάτη της μηχανής, εκτιμώνται από τις μετρούμενες τιμές των ρευμάτων και των τάσεων στους ακροδέκτες του στάτη του κινητήρα μέσω αισθητήρων (σχήμα 7). Οι μετρούμενες τιμές των ρευμάτων και των τάσεων μετασχηματίζονται με χρήση των εξισώσεων μετασχηματισμού, από το τριφασικό a,b,c σύστημα στο μιγαδικό α,β (εξ. 15).



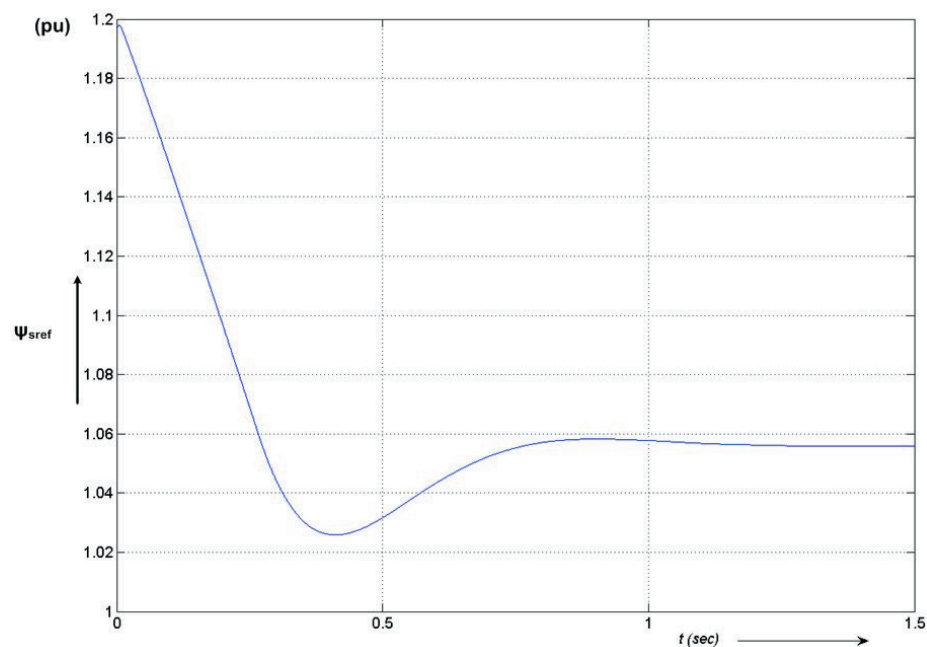
Σχήμα 7. Μπλοκ διάγραμμα DTC με αντιστάθμιση ροής κατά την εκκίνηση

Στον άμεσο έλεγχο ροπής απαιτείται για τον πίνακα παλμοδότησης το σφάλμα της ροπής $\Delta T_e = T_{e\text{ref}} - T_e$ και της ροής $\Delta \psi_s = \psi_{s\text{ref}} - \psi_s$.

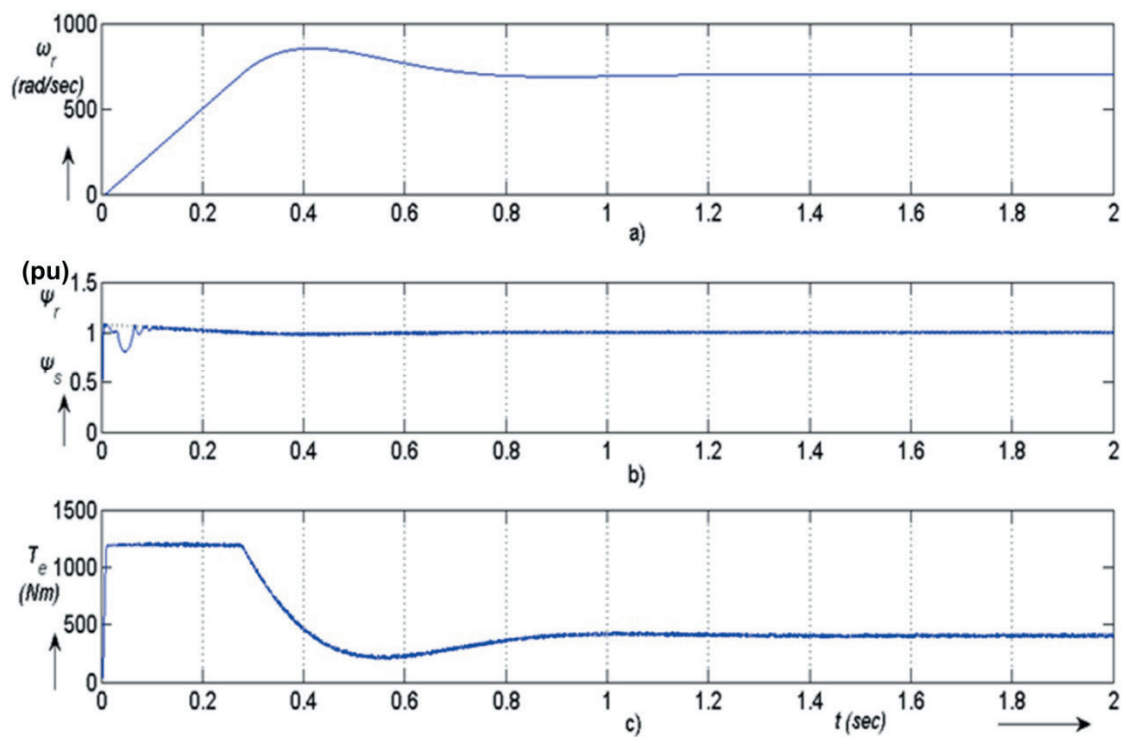
Ο αλγόριθμος ενίσχυσης της ροής για ΑΕΡ είναι βασισμένος στο σφάλμα ταχύτητας του κλειστού βρόγχου ελέγχου ταχύτητας. Η λογική βασίζεται στο γεγονός ότι όταν ο κινητήρας λειτουργεί στην εκκίνηση ή σε χαμηλές ταχύτητες, η πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη γίνεται συγκρίσιμη με την τάση εισόδου δηλαδή $\vec{V}_s \cong \vec{i}_s R_s$. Έτσι, είναι δύσκολο να εκτιμηθεί και να αναπτυχθεί σωστά η ροή του στάτη. Αυτό έχει σαν συνέπεια να υπάρχει σφάλμα μεταξύ της εκτιμώμενης και της πραγματικής τιμής της μαγνητικής ροής $\vec{\psi}_s$ του στάτη. Η χαμηλή ροή του στάτη έχει ως αποτέλεσμα, αφενός την εσφαλμένη εκτίμηση της ταχύτητας του κινητήρα και αφετέρου τη χαμηλή ροπή (14), γεγονός που κάνει δύσκολη την εκκίνηση ενός κινητήρα υπό φορτίο. Εκτός αυτού η λανθασμένη τιμή της ροής οδηγεί σε λανθασμένη επιλογή, από τον πίνακα παλμοδότησης DTC, του διανύσματος της τάσης $\vec{V}_s$ στο στάτη. Σ' αυτήν την περίπτωση, συμπεραίνουμε ότι το λανθασμένο διάνυσμα τάσης $\vec{V}_s$ στην έξοδο του αντιστροφέα επιλέγεται λανθασμένα εξαιτίας των εσφαλμένων μεταβλητών εισόδου $\Delta \psi_s \neq \psi_{s\text{ref}} - \psi_s$ στον πίνακα παλμοδότησης. Για να ξεπεραστεί αυτό το μειονέκτημα, χρησιμοποιείται ένας εν-

σχυτής ροής, ο οποίος δημιουργεί ένα σήμα ενίσχυσης $\Delta \psi_s^*$, για να ρυθμίσει το αρχικό σήμα ελέγχου της ροής $\vec{\psi}_s$, ώστε να γίνει το επιθυμητό σήμα ελέγχου της ροής του στάτη $\vec{\psi}_{s\text{ref}}$. Έτσι θα προκύψει το προσαρμοσμένο σφάλμα $\Delta \psi_s^*$, το οποίο θα ισχύει σε όλη τη διάρκεια της εκκίνησης. Βασισμένος στο αντισταθμισμένο σφάλμα της ροής, ο πίνακας παλμοδότησης εξάγει το κατάλληλο διάνυσμα τάσης $\vec{V}_s$ με αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση του σφάλματος της ροπής και της ροής του στάτη. Αυτή η διαδικασία έχει σαν συνέπεια να μειώνει και το σφάλμα της εκτίμησης της ταχύτητας κατά την εκκίνηση. Στο σχήμα 7 φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του ΑΕΡ ενός κινητήριου συστήματος με αντιστάθμιση της ροής στο στάτη κατά την εκκίνηση. Όπου θ είναι η γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη $\vec{\psi}_s$ ως προς τον άξονα αναφοράς που είναι ο άξονα της τάσεως της φάσεως a.

Στο σχήμα 8 φαίνεται η διακύμανση της ροής αναφοράς $\vec{\psi}_{s\text{ref}}$ του στάτη κατά την εκκίνηση. Στην καμπύλη αυτή φαίνεται ότι όσο αυξάνει η ταχύτητα εκκίνησης τόσο μειώνεται η μαγνητική ροή αναφοράς. Στο σχήμα 9 φαίνονται οι κυματομορφές της ταχύτητας ω_r , της ροής του στάτη και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e του κινητήρα. Σαν ταχύτητα βάσεως ω_B επιλέχθηκε ταχύτητα $\omega_B = 5\% \omega_N$.



Σχήμα 8. Κυμάτωση της μαγνητικής ροής του στάτη ψ_{sref} κατά την εκκίνηση



Σχήμα 9. Κυματομορφές κατά την εκκίνηση με αντισταθμιστή ροής. α. Ταχύτητας, β. Μαγνητικής ροής στάτη, γ. Ηλεκτρομαγνητικής ροπής κινητήρα.

5 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Με βάσει τους αλγόριθμους που αναπτύχθηκαν στην εργασία αυτή για δύο διαφορετικές μεθόδους εκκίνησης και την προσομοίωση όλου του συστήματος στον υπολογιστή έγινε σύγκριση των δύο μεθόδων. Παρατηρούμε ότι με τη μέθοδο περιορισμού του ρεύματος εκκίνησης ελαττώνεται σημαντικά το ρεύμα εκκίνησης. Παράλληλα όμως αυξάνεται ο χρόνος που χρειάζεται το σύστημα για να πετύχει τις επιθυμητές στροφές. Έτσι η χρήση της συγκεκριμένης μεθόδου περιορίζεται στη λειτουργία συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης που απαιτούν υψηλή απόδοση και μικρό αριθμό εκκινήσεων. Με τη μέθοδο της αντιστάθμισης της ροής επιτυγχάνεται η εξάλειψη του σφάλματος της ταχύτητας του κινητήρα και ενισχύεται η χαμηλή ηλεκτρομαγνητική ροπή σε χαμηλές ταχύτητες. Αυτό βοηθά στη χρήση της μεθόδου αυτής σε περιπτώσεις πολλών εκκινήσεων και πολλών μεταβατικών καταστάσεων.

5 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1]. E.D. Mitronikas, A.N. Safacas, "A Hybrid Sensorless Stator-Flux Oriented Control Method for Induction Motor Drives", in 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04), June 20-25, 2004, Aachen, Germany, pp. 3481-3485.
- [2]. Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors – A survey," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 51, pp. 744–757, August 2004.
- [3]. Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, pp. 779–787, Sept. 2002.
- [4]. Z. Koutsogiannis, G. Adamidis, and A. Fyntanakis, "Direct Torque Control using Space Vector Modulation and dynamic performance of the drive, via a Fuzzy logic controller for speed regulation" EPE 2007 – Aalborg.
- [5]. Epaminondas D. Mitronikas, Athanasios Safacas, Member, IEEE, "An improved Sensorless Vector Control Method for an Induction Motor Drive", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 6, December 2005, pp. 1660-1668.
- [6]. Z. Koutsogiannis, G. Adamidis, and A. Fyntanakis, "Computer Analysis of a Direct Torque Control Induction Motor Drive Using a Fuzzy Logic Speed Controller" XVII International Conference on Electrical Machines, September 2006.
- [7]. T. Brahmananda Reddy, B. Kalyan Reddy, J. Amarnath, D. Subba Rayudu, and Md. Haseeb Khan, "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor based on Hybrid Space Vector Pulsewidth Modulation to Reduce Ripples and Switching Losses – A Variable Structure Controller Approach", IEEE Power India Conference, 10-12 April 2006.
- [8]. Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics And AC Drives", Prentice Hall 2002.
- [9]. Kuo-Kai Shyu, Li-Jen Shang, Hwang-Zhi Chen and Ko-Wen Jwo, "Flux Compensated Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Low Speed Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 6, November 2004.
- [10]. Mihai Comanescu, Todd Batzel, "Sliding Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Control of Induction Machine under Improper Rotor Time Constant", 1-4244-0755-9/07/ 2007 IEEE.
- [11]. K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, "Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter", IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO.1, FEBRUARY 2002.
- [12]. Zhu Hao, Sun Xudong, "Starting Current Limitation Method of DTC Controlled Induction Machine for EV"
- [13]. HUNG-CHING LU, CHENG-HUNG TSAI, "Grey-Fuzzy Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines", Electric Power Components and Systems, 28: 12, 1127-1139.
- [14]. M.S. Zaky*, M. Khater, H. Yasin, S.S. Shokralla, "Very low speed and zero speed estimations of sensorless induction motor drives", Electric Power Systems Research 80 (2010) 143–151.
- [15]. Antoni Ariasa, Luis Romeral*, Emiliano Aldabasa, Marcel Jayneb, "Stator flux optimised Direct Torque Control system for induction motors", Electric Power Systems Research 73 (2005) 257–265.
- [16]. M. Rizwan Khan, Atif Iqbal, Mukhtar Ahmad, "MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive", Electric Power Systems Research 78 (2008) 1311–1321.
- [17]. Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press 1998.

Μιχαήλ Λειβαδάρας

Ηλεκτρολόγος Μηχανικός ΔΠΘ

Γεώργιος Αδαμίδης

Επίκουρος Καθηγητής ΔΠΘ

Extended sum

Analysis and Comparison of starting methods of Asynchronous Motor Start with Direct Torque Control

MICHAEL LIVADARAS

Electrical Engineering D.U.Th.

GEORGE ADAMIDIS

Assistant Professor D.U.Th

Abstract

In this paper there will be investigation of two different starting methods of an induction machine, supplied by a voltage inverter. Direct Torque Control scheme is applied in both of these methods. During the starting period when using DTC scheme, a stator over-current phenomenon occurs. This phenomenon is intense if good acceleration is expected from the control scheme. In the first method, gradual variation of the starting current is applied. As a result, less strain to the power switching devices and to the machines wirings is occurred. The gradual variation is achieved through a specific algorithm, which selects the appropriate value of the reference Torque. The second method is applying stator magnetic flux reinforcement. This reinforcement is applied, because during the starting period and the low speed period, it appears weakening of the stator magnetic flux. This results the problematic operation of the traction system. Thus, in order to achieve a stable stator magnetic flux, for speed lower than the selected reference speed ω_r , reinforcement of the stator magnetic flux is applied.

1 INTRODUCTION

Direct Torque Control has been widely used in three-phase AC motor drives. The majority of the researches in this area usually focus on reducing the torque and flux ripple, increasing the switching frequency, improving the starting performance of the motor drive e.t.c. Such researches uses for the control of the induction motor either Field Oriented Control (FOC) [1] or Direct Torque Control (DTC) [2]. During recent years several researches has been applied on the improvement of DTC method combined with the vector development of voltage and the vector control of the magnetic flux, in aim to reduce the torque ripple[3], [4]. It has also been proved that, for economy and operational reasons, the estimation of rotor speed is preferable in electrical drives. Several scientific papers compare the algorithms of speed estimation methods. [5], [6]. When applying the DTC scheme to electric vehicles, some new problems emerge. These problems appeared during the starting period, problems of over-currents and false estimation of the magnetic field. As

Submitted: Apr. 14 2009 Accepted: Oct. 8 2010

a result, several researches for the improvement of the motor drives during start and low speed has also been developed [8] [9].

In addition, it has been a scientific broadens of the classic MRAS (Model Reference Adaptive System) speed estimation method and this broadening resulted the Sliding Mode MRAS. In this method it has been examined both the case of a single and of the double loop. It has been proved that the variation of the estimated speed is smaller in case of double loop [10]. Another method is using Kalman filters in order to estimate the speed. This paper [11] represents the latest method is using the Extended Kalman Filter (EKF). In this algorithm it is added a special algorithm code in order to improve the noise reduction of the classic Kalman Filter. The EKF obtains the stability and the accuracy of the speed estimation. Furthermore because of the slow state alternation of the system's operational condition during the starting period, the fuzzy logic algorithm has been proposed. While using fuzzy logic control, the slow correspond of the system is improved [13]. Several speed estimation methods are based on the Popov Theory. Based on this theory, the speed and the stator ohmic resistance is calculated. The estimation algorithm is based on an observer combined with a Popov regulator, which is applied in linear closed loop systems[14]. Furthermore several researches examine methods in order to improve the classical Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) combined with DTC, regarging the reduction of the undesirable Torque ripples. This method is based on the improvement of the Magnetic flux vector which is achieved with the suitable choose of the active and the zero voltage vectors ,while using a fuzzy logic controller, without the increase of the state transitions[15]. Also for the estimation of the value and of the vector of the stator and rotor magnetic flux, open loop and closed loop observers has been used[16].

This paper represents the analysis and the comparison of two different starting methods of asynchronous motor. The DTC scheme and speed estimation is applied in order to improve the starting of the induction motor.

2. MATHEMATICAL ANALYSIS OF THE SYSTEM

The basic mathematical equation expressing the electro-magnetic parameters of the engine are:

$$T_e = \frac{p}{L_\sigma} (\vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r) = \frac{p}{L_\sigma} |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_r| \sin \delta_\psi \quad (1)$$

Where $L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (3)$$

$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\vec{\psi}_s - \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \right) \quad (4)$$

$$\vec{i}_r = \frac{1}{\sigma L_r L_s} (L_s \vec{\psi}_r - L_m \vec{\psi}_s) \quad (5)$$

Where σ is the total leakage coefficient, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

The Voltage Vector of the induction machine is given by the equation:

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= \vec{i}_s R_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \text{ either } \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{V}_s - \vec{i}_s R_s \text{ or} \\ \vec{\psi}_s &= \int (\vec{V}_s - \vec{i}_s R_s) dt \end{aligned} \quad (6)$$

Where $\vec{V}_s$ is the Voltage Vector on the inverter output.

During the regular operation and for the nominal speed the equations (6) results:

$$\vec{\psi}_s = \int \vec{V}_s dt \text{ either } \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{V}_s \text{ or } \Delta \vec{\psi}_s = \vec{V}_s T \quad (7)$$

Furthermore:

$$T_e = Jm \frac{3}{2} (\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s^*) = \frac{p}{L_\sigma} |\vec{\psi}_s| |\vec{i}_s| \sin \delta_{i\psi} \quad (8)$$

Taking into consideration: $\vec{\psi}_s = \psi_{\alpha s} + j\psi_{\beta s}$ and

$$\vec{i}_s = i_{\alpha s} + j i_{\beta s}$$

It results:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} + j \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (9)$$

3. MOTOR START WITH STARTING CURRENT LIMITATION

The target of this method is to estimate the suitable value of the reference torque in order to limit starting current. The over-current phenomenon during start with DTC scheme is basically attributed to the reference torque. The voltage vectors chosen alter the angle δ_ψ between vectors $\vec{y}_s$ and $\vec{y}_r$ (scheme 1).

The variation of the stator magnetic flux is given by the equation:

$$\vec{\psi}_r' = -\frac{R_r}{\sigma L_s} |\vec{\psi}_r(n)| + \frac{R_r L_m \cos \delta_\psi}{\sigma L_s L_r} |\vec{\psi}_s(n)| \quad (10)$$

This differential equation results

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s| \cos \delta_\psi (1 - e^{-\frac{K_r}{\sigma L_r} t}) \quad (11)$$

If the equation (11) is replaced in equation (1) the torque value will be given from:

$$T_{em} = \frac{p}{L_\sigma} |\vec{\psi}_s| \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s| \cos \delta_\psi (1 - e^{-\frac{K_r}{\sigma L_r} t}) \sin \delta_\psi \quad (12)$$

or

$$T_{em} = \frac{p}{2 L_\sigma} \frac{L_m}{L_s} |\vec{\psi}_s|^2 (1 - e^{-\frac{K_r}{\sigma L_r} t}) \sin 2\delta_\psi \quad (13)$$

and

$$T_{em} = C_k (1 - e^{-\frac{t}{T_r}}) \sin 2\delta_\psi \quad (14)$$

The value of electromagnetic flux will change exponentially according to relation (14). The rotor flux can be quickly increased with an angle approaching 45°, in order to avoid over-current problems. In order to limit starting current, the value of the reference torque should be changed with increasing slope. A coefficient k is defined, which is given by equation:

$$k = \frac{T_{max}}{\mathfrak{A}}$$

$$\text{Where } T_r = \frac{\sigma L_r}{R_r}$$

For different values of the coefficient k a group of curves were calculated for the values of velocity ω_s , electromagnetic torque T_e and the start current vector $\vec{i}_s$ of an asynchronous motor, where it shows that the start current is limited according to the k factor value. For $k=0.6$ we achieved the minimum value of the starting current.

4. MOTOR START WITH STATOR FLUX COMPENSATION DURING START

According to the asynchronous motor starting method with flux compensation, a base speed ω_b is chosen for the flux controller. Below this speed we have constant control of the flux with constant reference flux Ψ_{sc} . For speeds greater than the base speed, the engine operates with field attenuation and signal Ψ_{sc} is reduced as speed increases. In order to minimize the speed fault a PI controller is used in the speed controller, which provides the desirable signal of torque T_{eref} . Equation (9) gives electromagnetic torque by means of the components of the current and the magnetic flux of the stator in α, β complex reference system. The components of the magnetic fluxes Ψ_{as} and Ψ_{bs} and the currents i_{as} and i_{bs} at the engine stator are derived by the measured values of the currents and voltages at the power supply input of the motor stator through sensors.

Next, these values are transformed by the use of transform equations, from the three phase abc system to the α, β , complex system. For direct torque control, the pulsation table demands the torque fault $\Delta T_e = T_{eref} - T_e$ and the flux fault $\Delta \Psi_s = \Psi_{sref} - \Psi_s$.

The algorithm for DTC flux compensation is based on the speed fault of the closed loop speed control. The logic is based on the fact that when the motor operates in the starting or in low speeds, the voltage drop at the stator resistance becomes comparable to the input voltage, that is $V_s \cong i_s R_s$. Thus, it is difficult to estimate and fully develop the stator flux. This fact creates a fault between the estimated and the actual value of the stator magnetic flux. The low flux of the stator results first in the wrong estimation of the motor

speed and secondly in low torque, which makes starting of a motor under load difficult. Besides, the wrong flux value leads to wrong choice from the pulsation table DTC of the voltage vector V_s at the stator. In this case, we conclude that the wrong voltage vector V is basically chosen because of the wrong input variables $[\Delta \Psi_s \neq \Psi_{sref} - \Psi_s]$. In the pulsation table in order to overcome this disadvantage, a flux compensator is used, which creates a compensation signal $\Delta \Psi_s$, to regulate the initial flux control signal Ψ_{sref} , so that the desirable flux control signal of the stator Ψ_{sref} will occur. In this way, the adapted compensated fault $\Delta \Psi_s$ will occur, which will be valid for the whole period of starting. Based on the compensated flux fault, the pulsation table creates the suitable voltage vector V_s in order to minimize the stator torque and flux fault. This procedure results, besides the reduction of the torque fault, in the reduction of the speed estimation during starting.

5. CONCLUSIONS

According to the two methods which has been described above we observe that using the method of limitation of start current, the current is significantly reduced. But, on the other hand, the required time for the system to achieve the desirable number of revolutions is significantly increased. Thus, the use of the proposed method is limited in systems which require high efficiency but at the same time do not present many starts for their operation. Using the method of flux compensation the speed fault of the motor is eliminated and the low electromagnetic torque is enlarged in low speeds.

